

POWER SUPPLY CONTROLLER, AND POWER SUPPLY CONTROL METHOD

Patent Number: JP2001095286
Publication date: 2001-04-06
Inventor(s): NAGASHIMA
Applicant(s): YAZAKI CORP
R requested Patent: JP2001095286
Application JP19990270735 19990924

Priority Number(s):
IPC Classification: H02P7/00; B60S1/08

EC Classification:

Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To keep the operation speed of a wiper motor constant with respect to the resistance in wiping of a wiper or the ripples of power voltage and the change of operation conditions, such as ambient temperature, etc.

SOLUTION: In a wiper motor drive controller which is equipped with a thermal FE-TQA being switched, according to a PWM control signal 152, and controlling the power supply from a power source to a wiper 102, a comparator CMP2 compares the load current flowing to the wiper motor 102 with a prescribed threshold. A cycle counter 107 detects the operation cycle of the wiper motor 102 from the result of the comparison through the change in passage of time of the comparator CMP2, and a cycle judging circuit 108 compares the operation cycle of this wiper motor 102 with a desired cycle. Then, the speed control of the wiper motor 102 can be performed by changing the duty ratio of the PWM control signal 152, based on the judgment result of the operation cycle of the wiper motor 102, in a PWM controller 109.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-95286

(P2001-95286A)

(43) 公開日 平成13年4月6日(2001.4.6)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ターミナル(参考)
H 0 2 P 7/00		H 0 2 P 7/00	C 3 D 0 2 5
B 6 0 S 1/08		B 6 0 S 1/08	A 5 H 5 7 0

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平11-270735

(22) 出願日 平成11年9月24日(1999.9.24)

(71) 出願人 000006895

矢崎総業株式会社

東京都港区三田1丁目4番28号

(72) 発明者 長嶋 良和

静岡県湖西市鷺津2464-48 矢崎部品株式会社内

(74) 代理人 100073874

弁理士 萩野 平 (外4名)

Fターム(参考) 3D025 AA01 AC01 AD01 AG18

5H570 AA21 BB08 BB09 CC04 DD06

EED2 HA08 HB12 HB16 JJ03

JJ11 JJ12 JJ14 LL02 MM01

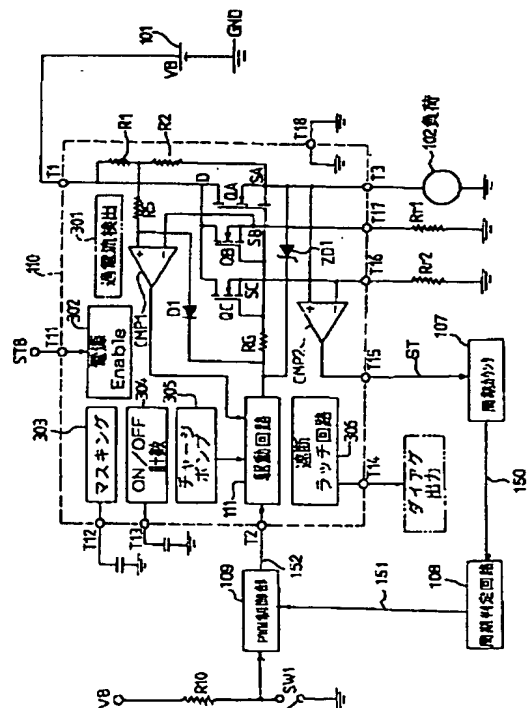
MM02

(54) 【発明の名称】 電源供給制御装置および電源供給制御方法

(57) 【要約】

【課題】 ワイパの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対し、ワイパモータの動作速度を一定に保つ。

【解決手段】 PWM制御信号152に応じてスイッチング制御され電源からワイパモータ102への電力供給を制御するサーマルFETQ Aを備えたワイパモータ駆動制御装置において、コンパレータCMP2は、ワイパモータ102に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する。周期カウンタ107は、コンパレータCMP2の経時的な比較結果からワイパモータ102の動作周期を検出し、周期判定回路108は、このワイパモータ102の動作周期を所望の周期と比較する。そして、PWM制御部109において、ワイパモータ102の動作周期の判定結果に基づいてPWM制御信号152のデューティ比を変えることにより、ワイパモータ102の速度制御を行うことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源から負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置において、前記負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する比較手段と、

前記比較手段の経時的な比較結果から前記負荷の動作周期を検出する周期検出手段と、

前記周期検出手段で検出された動作周期に応じて前記PWM制御信号のデューティ比を変えるスイッチング制御手段と、を備えること特徴とする電源供給制御装置。

【請求項2】 前記負荷はモータであり、前記スイッチング制御手段によるPWM制御信号のデューティ比の変化によりモータの速度制御を行うことを特徴とする請求項1記載の電源供給制御装置。

【請求項3】 PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源から負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置の電源供給制御方法において、

前記負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する比較ステップと、

前記比較ステップの経時的な比較結果から前記負荷の動作周期を検出する周期検出ステップと、

前記周期検出ステップで検出された動作周期に応じて前記PWM制御信号のデューティ比を変えるスイッチング制御ステップと、を有すること特徴とする電源供給制御方法。

【請求項4】 前記負荷はモータであり、前記スイッチング制御ステップによるPWM制御信号のデューティ比の変化によりモータの速度制御を行うことを特徴とする請求項3記載の電源供給制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電源から負荷への電力供給を制御する電源供給制御装置に係り、より詳しくは車両等に設けられるワイバモータの速度制御を行う電源供給制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】車両のフロントウインドウ等に設けられるワイバ駆動装置は、少なくとも1つのワイバブレード（以下、ワイバと称す。）を有し、ワイバを車両のフロントウインドまたはリヤウインド上の2つの反転位置の間で往復動作させることによって、雨などの水滴を拭き取るものである。近年、ワイバの速度制御では、PWM制御により任意にかつ無段階に速度を調整することが可能であり、降雨時などにおける車両のワイバの速度操作がより快適なものとなっている。

【0003】従来のPWM制御によるワイバモータ駆動制御装置としては、例えば特開平11-48916号公報に開示の「ワイバ駆動装置」がある。図5に、本従来

例のワイバモータ駆動制御装置の構成図を示す。

【0004】同図において、本従来例のワイバモータ駆動制御装置は、電源をワイバモータ2のコイルに接続する経路に、電磁リレー3を介してFET4のドレインソースを直列接続して、該FET4のスイッチング制御により、ワイバモータ2への電力供給を制御するものである。

【0005】ここで、FET4としては、いわゆる電界効果型トランジスタで、大電流回路のスイッチングが可能な例えばパワーMOSFET（metal oxide semiconductor field effect transistor）を使用している。また、FET4は、Nチャネル型であり、ゲート電圧が“H”レベルになると、ドレインソース間が導通する。そして、FET4は、IC6の出力であるパルス信号（駆動信号）により駆動され、該パルス信号によるオン/オフ動作によりスイッチング機能を実現される。なお、FET4として、Pチャネル型を使用することもでき、この場合には、IC7（チャージポンプ回路）は不要である。

【0006】また、電磁リレー3は、励磁コイル3aと、a端子、b端子およびc端子を有する接点部3bとを有する。電磁リレー3のc端子はワイバモータ2のコイルの一端に接続され、b端子はFET4のソース端子に接続され、a端子は接地電位（GND）に接続されている。また、励磁コイル3aの他端は、トランジスタ5を介して接地電位に接続されており、トランジスタ5のオン/オフ制御により発生する励磁電流によって接点部3bの接続が制御される。すなわち、ワイバスイッチ1によりワイバの作動が指令される（ワイバスイッチ1が閉状態となる）と、トランジスタ5はオン動作して、接点部3bはc端子とb端子が接続された状態となり、FET4のドレインソース間と、電磁リレー3のc端子およびb端子を経由する信号経路によって、ワイバモータ2のコイルに電源電圧が印加されることになる。

【0007】また、IC6は、電圧入力端子（f端子、v端子）、パルス信号出力端子（out端子）およびイネーブル信号入力端子（E端子）を有する電圧一周波数変換器である。ワイバスイッチ1を閉状態とすることにより、イネーブル信号は“H”レベルとなり、IC6が稼動する。IC6は、out端子からパルス信号を出力するが、その周波数はf端子に接続された抵抗RおよびコンデンサCの回路定数で決定される。また、該パルス信号のデューティ比はv端子に接続された可変抵抗VRの抵抗値によって決定される。ここで、デューティ比は、信号が一周期のうち“H”レベルとなっている時間的割合のことである。

【0008】そして、IC6（電圧一周波数変換器）から出力されたパルス信号は、IC7（チャージポンプ回路）によって昇圧され、FET4のゲート端子に供給されており、ワイバスイッチ1によりワイバの作動が指令

される（ワイバスイッチ1が閉状態となる）と、可変抵抗VRの抵抗値に応じたデューティ比のパルス信号によりFET4のオン／オフをPWM（pulse width modulation;パルス幅変調）制御することとなる。

【0009】このように、電源からワイバモータ2に供給される電圧は、可変抵抗VRの抵抗値に応じたデューティ比を持つパルス信号によりPWM制御され、ワイバモータ2の動作速度が可変抵抗VRの抵抗値に応じた速度となる。したがって、運転者等が可変抵抗VRを操作すれば、ワイバの動作速度を任意の大きさに調整可能になる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例のワイバモータ駆動制御装置にあっては、ワイバと窓ガラスとの間の拭き取り抵抗や温度等によるワイバの速度変化を検知および制御することは難しく、したがって、ワイバモータの動作速度を、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対し一定に保つことができず、安全性に問題点があった。

【0011】本発明は、上記従来の問題点に鑑みてなされたものであって、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対しても、ワイバモータの動作速度を一定に保つことができる電源供給制御装置および電源供給制御方法を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために、本発明の請求項1に係る電源供給制御装置は、PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源から負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置において、前記負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する比較手段と、前記比較手段の経時的な比較結果から前記負荷の動作周期を検出する周期検出手段と、前記周期検出手段で検出された動作周期に応じて前記PWM制御信号のデューティ比を変えるスイッチング制御手段とを備えたものである。

【0013】また、本発明の請求項2に係る電源供給制御装置は、前記負荷はモータであり、前記スイッチング制御手段によるPWM制御信号のデューティ比の変化によりモータの速度制御を行うものである。

【0014】また、本発明の請求項3に係る電源供給制御方法は、PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源から負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置の電源供給制御方法において、前記負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する比較ステップと、前記比較ステップの経時的な比較結果から前記負荷の動作周期を検出する周期検出ステップと、前記周期検出ステップで検出された動作周期に応じて前記PWM制御信号のデューティ比を変えるスイッ

チング制御ステップとを有するものである。

【0015】さらに、本発明の請求項4の電源供給制御方法は、前記負荷はモータであり、前記スイッチング制御ステップによるPWM制御信号のデューティ比の変化によりモータの速度制御を行うものである。

【0016】本発明の請求項1および2に係る電源供給制御装置では、PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源からモータ等の負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置において、比較手段により負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較し、周期検出手段により比較手段の経時的な比較結果から負荷の動作周期を検出し、周期検出手段で検出された動作周期に応じてスイッチング制御手段によってPWM制御信号のデューティ比を変えることにより、モータの速度制御等を行うようにしている。これにより、負荷の動作周期を正確に検出して負荷の動作状態に応じて負荷への電力供給を制御できるので、モータの速度制御等を最適に行うことができる。

【0017】本発明の請求項3および4に係る電源供給制御方法では、PWM制御信号に応じてスイッチング制御され電源からモータ等の負荷への電力供給を制御するスイッチング手段を備えた電源供給制御装置の電源供給制御方法において、比較ステップにより負荷に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較し、同期検出ステップにより該経時的な比較結果から負荷の動作周期を検出し、検出された動作周期に応じてスイッチング制御ステップによってPWM制御信号のデューティ比を変えることにより、モータの速度制御等を行うようにしている。これにより、負荷の動作周期を正確に検出して負荷の動作状態に応じて負荷への電力供給を制御できるので、モータの速度制御等を最適に行うことができる。

【0018】例えば、車両のワイバモータの動作速度を制御する場合には、ワイバモータに流れる負荷電流を所定のしきい値と比較し、その経時的な結果からワイバモータの動作周期を検出し、検出されたワイバモータの動作周期に基づいてPWM制御信号のデューティ比を変えてワイバモータの速度制御を行うことになる。このように、ワイバモータの動作周期を正確に検出して、ワイバモータの動作周期に応じた最適な速度制御を行うもので、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対してもワイバモータの動作速度を一定に保つことができる電源供給制御装置および電源供給制御方法を実現することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る電源供給制御装置および電源供給制御方法の実施の形態について図面を参照して説明する。ここで、図1は本発明の実施形態に係る電源供給制御装置の構成図、図2は実施形態の電源供給制御装置において使用するスイッチングデバイスの構成図、図3はワイバの動きとそれに伴うワイバモータ

タの負荷電流およびステータス信号STの時間的経過を示す説明図、図4は実施形態の電源供給制御装置における動作を示すフローチャートである。

【0020】実施形態の詳細な説明を行う前に、まず、実施形態の電源供給制御装置において使用するスイッチングデバイス（以下、YASFET）について、図2を参照して説明する。YASFETは、電源101の出力電圧VBを負荷102に供給する経路に、半導体スイッチとしてのサーマルFETQAのドレインDーソースSを直列接続して、該サーマルFETQAのスイッチング制御により電力供給を制御するもので、該サーマルFETQAに駆動手段、保護手段および負荷電流検出手段等を合わせて、1チップ110に集積化した集積回路である。

【0021】図2において、YASFET110は、サーマルFETQAの駆動手段としてチャージポンプ305および駆動回路111を備えている。駆動回路111は、コレクタ側がチャージポンプ305の出力に接続されたソーストランジスタと、エミッタ側が接地電位に接続されたシンクトランジスタとを直列接続して備え、スイッチSW1のオン/オフ切換えによる切換え信号に基づき、これらソーストランジスタおよびシンクトランジスタをオン/オフ制御して、サーマルFETQAを駆動制御する信号を出力する。なお、電源101の出力電圧VBが例えば12[V]の時、チャージポンプの出力電圧は例えばVB+10[V]とされる。

【0022】次に、サーマルFETQAの保護手段として、YASFET110は遮断ラッチ回路306を備えている。遮断ラッチ回路306は、一般のサーマルFETにも付加されている過熱遮断保護機能を実現するものであり、サーマルFETQAが規定以上の温度まで上昇したことを内蔵の温度センサによって検出した場合には、その旨の検出情報がラッチ回路に保持され、サーマルFETQAのゲートーソース間に接続されている過熱遮断用FETをオン状態に遷移させることによって、サーマルFETQAを強制的にオフ制御する。なお、ラッチ回路の保持情報は端子T14を介して出力され、ダイアグ（診断）情報として利用可能である。

【0023】次に、サーマルFETQAの負荷電流検出手段として、YASFET110は過電流検出機能301と過小電流検出機能を備えている。まず、過電流検出機能301は、具体的には、FETQB、抵抗R1～R5、Rr1、ダイオードD1およびコンパレータCMP1によって実現されている。すなわち、FETQBおよび抵抗Rr1は、過電流検出における第1基準電圧を発生する手段であり、FETQBのソースSB電位がコンパレータCMP1の反転端子（-）に供給されている。また、コンパレータCMP1の非反転端子（+）には、サーマルFETQAのドレインDーソースS間電圧VDSAを抵抗R1と抵抗R2とで分圧した電圧が抵抗R5

を介して供給されている。

【0024】つまり、サーマルFETQAのドレインDーソースS間電圧VDSAとほぼ等価な電圧特性を持つ第1基準電圧を同一チップ110上のFETQBとチップ110外の抵抗Rr1とによって生成し、コンパレータCMP1において、該第1基準電圧とサーマルFETQAのドレインDーソースS間電圧VDSAとの差を検出することによって、過電流検出を行っている。

【0025】したがって、負荷102側で完全短絡（デッドショート）が発生した時には、コンパレータCMP1の出力が有効（“H”レベル）となって、駆動回路111によりサーマルFETQAをオフ制御する。また、完全短絡（デッドショート）が発生しているときに、サーマルFETQAがオフ状態からオン状態に遷移した場合や、ある程度の短絡抵抗を持つ不完全短絡（レアショート）が発生している場合には、サーマルFETQAのオン/オフ制御を繰り返し行って周期的発熱作用でサーマルFETQAを過熱し、上記過熱遮断保護機能によりサーマルFETQAの過熱遮断を速めるようにしている。

【0026】第1基準電圧の設定、即ち抵抗Rr1の設定は次のようにして行われる。すなわち、通常、サーマルFETQAはn個のFET（FETQBと同等の特性を持つ）を並列接続して構成されるので、抵抗Rr1を（負荷102の抵抗値×n）に設定すれば良いが、負荷102の抵抗値として不完全短絡（レアショート）時の短絡抵抗程度の値を設定するのが望ましい。また、図2では、コンパレータCMP1の出力を駆動回路111にのみ供給する構成としているが、端子を介して外部に出力するようにして、他の制御等に利用することも可能である。

【0027】次に、過小電流検出機能は、具体的には、FETQC、抵抗Rr2およびコンパレータCMP2によって実現されている。すなわち、FETQCおよび抵抗Rr2は、過小電流検出における第2基準電圧を発生する手段であり、FETQCのソースSC電位がコンパレータCMP2の反転端子（-）に供給されている。また、コンパレータCMP2の非反転端子（+）には、サーマルFETQAのソースSA電位が供給されている。

【0028】つまり、サーマルFETQAのドレインDーソースS間電圧VDSAとほぼ等価な電圧特性を持つ第2基準電圧を同一チップ110上のFETQCとチップ110外の抵抗Rr2とによって生成し、コンパレータCMP2において、該第2基準電圧とサーマルFETQAのドレインDーソースS間電圧VDSAとの差を検出することによって、過小電流検出を行っている。

【0029】したがって、負荷102側で断線故障等が発生した時には、コンパレータCMP2の出力が有効（“L”レベル）となって、端子T15を介してチップ110外部に出力される。ここで、第2基準電圧の設

定、即ち抵抗 R_r2 の設定は次のようにして行われる。
第1基準電圧（抵抗 R_r1 ）と同様に、抵抗 R_r2 を（負荷102の抵抗値 $\times n$ ）に設定すれば良いが、負荷102の抵抗値として断線故障時の負荷抵抗程度の値を設定するのが望ましい。

【0030】以上説明した駆動手段、保護手段および負荷電流検出手段の他に、YASFET110には、電源Enable302、突入電流の過電流判定を回避するマスキング（突入電流マスク回路）303、オン/オフ回数の積算による遮断制御を行なうON/OFF計数積算回路304についても表記されているが、本発明と直接的には関係しないので説明を省略する。

【0031】最後に、YASFET110の特徴をまとめれば、第1に、電流検出用のシャント抵抗を不要として電源供給経路の電力消費を抑制できることから大電流回路に有利である点、第2に、電流感度が強く電流検出精度が高い点、第3に、シンプルな駆動制御でサーマルFETQAをオン/オフ制御することができ、過熱遮断機能やON/OFF計数積算回路304によりマイコン等のプログラム処理に比して高速処理が可能である点、第4に、ワンチップ化により回路構成を小型化でき、実装スペースを縮小できるとともに、装置コストを削減できる点、第5に、電流検出がサーマルFETQAのドレイン-ソース間電圧 V_{DSA} と第1基準電圧および第2基準電圧との差の検出によって行われることから、同一チップ上にFETQB、QCおよびサーマルFETQAを形成することにより、電流検出における同相的誤差要因、即ち電源電圧、温度ドリフトやロット間のバラツキによる影響を排除することができる点、等々を挙げることができる。

【0032】次に、本実施形態の電源供給制御装置について、図1を参照して説明する。本実施形態の電源供給制御装置は、上述したYASFET110の過小電流検出機能を使用して車両のワイバモータ（負荷）の動作周期を求め、その結果に基づいてPWM制御信号のデューティ比を変えることにより、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対してもワイバモータの動作速度を一定に保つことを可能としたワイバモータ駆動制御装置である。

【0033】図1において、本実施形態の電源供給制御装置の主要な回路構成要素（FETQC、抵抗 R_r2 、コンパレータCMP2、周期カウンタ107、周期判定回路108、PWM制御部109）以外の構成要素の機能および動作については、上記YASFET110について説明した内容と同様である。

【0034】同図において、本実施形態の電源供給制御装置は、主要な回路構成要素として、過小電流検出機能を実現するFETQC、抵抗 R_r2 およびコンパレータCMP2と、ワイバモータ（負荷）102の動作周期を検出するための周期カウンタ107と、ワイバモータ1

02の動作周期が所望の周期（本来設定したい速度の周期）かどうかを判定するための周期判定回路108と、ワイバモータ102の動作速度を制御するPWM制御部109とを備えて構成されている。

【0035】ここで、コンパレータCMP2は、ワイバモータ102に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較する比較手段に該当する。また、FETQCおよび抵抗 R_r2 は、この負荷電流の所定のしきい値となる第2基準電圧を発生する手段である。コンパレータCMP2の反転端子（-）にはFETQCのソースSC電位が供給され、コンパレータCMP2の非反転端子（+）には、サーマルFETQAのソースSA電位が供給されており、このコンパレータCMP2の2つの入力端子に供給される電位を比較することにより、ワイバモータ102の動作周期を表わすステータス信号STを生成する。

【0036】つまり、サーマルFETQAのドレインD-ソースS間電圧 V_{DSA} とほぼ等価な電圧特性を持つ第2基準電圧を同一チップ110上のFETQCとチップ110外の抵抗 R_r2 とによって生成し、コンパレータCMP2において、該第2基準電圧とサーマルFETQAのドレインD-ソースS間電圧 V_{DSA} との差を検出することによって過小電流検出を行い、過小電流検出の結果としてステータス信号STを生成している。

【0037】ワイバモータ102に流れる負荷電流は、車両のフロントウインドウ上の2つの反転位置間で往復するワイバの動きに応じて値が変化する特性があり、ワイバの反転時にほぼゼロに近い値を有し、また、ワイバが反転位置を過ぎると上昇する。

【0038】本実施形態では、この特性を利用して負荷電流が流れなくなるタイミングの検出によりステータス信号STを生成している。過負荷が発生していない通常の動作時のワイバの動きに対応した負荷電流およびステータス信号STを示せば、それぞれ図3（b）、（c）の如く表わされる。ここで、図3（a）、（b）、（c）はワイバの動きとそれに伴うワイバモータ102の負荷電流およびステータス信号STの時間的経過を示す説明図である。

【0039】例えば、PWM制御時における負荷電流の定格値（本来、設定した速度に応じた値）が10[A]である場合、第2基準電圧を発生する手段の抵抗 R_r2 の値を、基準電流5[A]以下の負荷電流を検出できるように設定する。これにより、コンパレータCMP2の“-”入力端子には、上記基準電流5[A]に相当する第2基準電圧FETQCのソース電圧VSCが供給されることになる。

【0040】したがって、コンパレータCMP2の出力は、コンパレータCMP2の“-”入力端子に供給される基準電流5[A]に相当する電位より“+”入力端子に供給される負荷電流に相当する電位が大きいときに無効（“H”レベル）となり、また、“-”入力端子に供

給される電位より“+”入力端子に供給される電位が小さいときに有効(“L”レベル)となり、図3に示すようなパルス信号(ステータス信号ST)が出力されることとなる。ここで、図3(c)は、コンパレータCMP2から出力されるステータス信号STの信号波形を示している。

【0041】図3に示すように、ステータス信号STは、ワイバの反転時において負荷電流がほぼ流れなくなる(基準電流5[A]以下)と“L”レベルになり、ワイバが反転位置から離れる(基準電流5[A]以上)と“H”レベルになる。したがって、ステータス信号STの立下がり(ターンオフ)から次の立下がりの期間(負荷の動作周期 t_1 , t_2 , t_3 , ...)を計時することにより、ワイバモータ102の動作周期を求めることができる。

【0042】次に、周期カウンタ107は、コンパレータCMP2の経時的な比較結果からワイバモータ102の動作周期を検出する周期検出手段に該当する。すなわち、周期カウンタ107では、コンパレータCMP2から出力されたステータス信号STに基づいてワイバモータ102の動作周期(ワイバの反転周期)をカウントし、周期判定回路108に対してワイバモータ102の動作周期 t_x を表わすデジタル値150を出力する。

【0043】周期カウンタ107のより具体的な構成としては、ステータス信号STの立下がり(ターンオフ)から次の立下がりまでの期間、所定のクロックのパルスをカウントするような構成が考えられる。ここでクロックとしては、当該電源供給制御装置の全体的な制御を司るCPU(図示せず)の動作クロック等を使用すればよい。すなわち、ワイバモータ102の動作周期の実際の値は、動作クロックの周期×パルスカウント数で求めることができる。

【0044】また、周期判定回路108では、周期カウンタ107からのワイバモータ102の動作周期 t_x を所望の周期(本来設定したい速度の周期) t_{typ} と比較する。そして、この比較結果により、ワイバモータ102の動作速度の増減を決定し、その増減によるPWM制御信号152のデューティ比を変えるための速度制御信号151を出力する。例えば、周期判定回路108は、周期カウンタ107の出力(デジタル値)と1[秒]に相当する計数値との比較を行うデジタルコンパレータによって実現すればよい。

【0045】また、PWM制御部109は、周期カウンタ107で検出されたワイバモータ102の動作周期に応じてPWM制御信号152のデューティ比を変えるスイッチング制御手段に該当する。すなわち、周期判定回路108から周期カウンタ107により検出されたワイバモータ102の動作周期 t_x に基づいた速度制御信号151を受け取り、PWM制御信号152のデューティ比を変えて、ワイバモータ102の動作速度を制御す

る。

【0046】周期判定回路108を上記デジタルコンパレータで実現した場合には、デジタコンパレータの出力である速度制御信号151は、動作周期 t_x が所望の周期 t_{typ} より大きい/小さいを示す2値論理信号であり、PWM制御部109では、該速度制御信号の“H”/“L”レベルに対応してデューティ比を所定量だけ増減することになる。

【0047】次に、以上説明した構成を備える本実施形態の電源供給制御装置における動作、即ち電源供給制御方法について図4のフローチャートを参照して、詳細に説明する。図4は本実施形態の電源供給制御装置における動作を示すフローチャートである。

【0048】まず、ステップS401では、コンパレータCMP2において、ステータス信号STが生成される。具体的には、ステップS411において、負荷電流と所定のしきい値を比較する。すなわち、抵抗 R_{r2} の値を判定値となる基準電流以下の負荷電流を検出できるように設定し、そしてコンパレータCMP2の2つの入力端子にそれぞれ入力される負荷電流に相当するサーマルFETQAのソース電圧 V_{SA} と基準電流に相当するFETQCのソース電圧 V_{SC} が比較される。

【0049】ステップS411の比較において、負荷電流が所定のしきい値よりも大きい場合は、ステップS412で“H”レベルが出力される。一方、負荷電流が所定のしきい値よりも小さい場合は、ステップS413で“L”レベルが出力される。このステップS411～ステップS413を所定期間繰返すことにより、パルス状のステータス信号STが生成される。

【0050】次に、ステップS402では、周期カウンタ107において、ステップS401で生成されたステータス信号STからワイバモータ102(負荷)の動作周期 t_x を検出する。具体的には、ステータス信号STの立下がりによりカウンタを起動して次の立下がりまでの時間を計時する。次に、ステップS403では、周期判定回路108において、検出された負荷の動作周期 t_x を所望の周期(本来設定したい速度の周期) t_{typ} と比較し、負荷の動作周期 t_x が所望の周期 t_{typ} よりも長い場合、つまりワイバが所望の動作速度よりも遅い場合には、ステップS404において、ワイバモータ102の動作速度を早めるために、PWM制御信号152のデューティ比を大きくする。また、負荷の動作周期 t_x が所望の周期 t_{typ} よりも短い場合、つまりワイバが所望の動作速度よりも早い場合には、ステップS405において、ワイバモータ102の動作速度を遅めるために、PWM制御信号152のデューティ比を小さくする。

【0051】ステップS406では、ステップS404およびステップS405で変更されたデューティ比のPWM制御信号152に応じてサーマルFETQAのスイッチング制御が行われる。つまり、PWM制御信号15

2のデューティ比の変化に基づき、駆動回路111がサーマルFETQAを駆動制御する信号を出力し、サーマルFETQAがスイッチング制御によりワイバモータ102への電力供給が制御する。なお、上記ステップS403～S406は、ワイバモータ102の動作周期 t_x 毎に行われ、それによりワイバモータ102の動作速度を一定に保つことができる。

【0052】本実施形態の変形として、周期カウンタ107および周期判定回路108をマイコン(CPU)で実現することも可能である。すなわち、ステータス信号STをマイコン(CPU)に取り込み、ステータス信号STが立下がりのタイミングでソフトウェアタイマーを起動し、次のステータス信号STの立下がりのタイミングまでの時間を計測して動作周期 t_x を検出するもので、図4のステップS402～S405の処理をマイコン(CPU)のプログラムによって実現するものである。

【0053】このようにマイコン(CPU)のプログラムによって、ステップS402～S405の処理を実現する場合には、より複雑な制御とすることも可能である。すなわち、ステップS403の比較において、ワイバモータ(負荷)102の動作周期 t_x と所望の周期(本来設定したい速度の周期) t_{typ} の両者の差を検出し、その差に応じてステップS404およびS405におけるデューティ比の変化量を変えるようにすれば、より短い時間で最適な速度(所望の周期)に到達させることができる。

【0054】以上のように、本実施形態の電源供給制御装置および電源供給制御方法では、ワイバモータ102に流れる負荷電流を所定のしきい値と比較し、その経時的な結果からワイバモータ102の動作周期を検出し、検出されたワイバモータ102の動作周期からPWM制御信号152のデューティ比を変えてワイバモータ102の速度制御を行うようにしている。このように、ワイバモータ102の動作周期を正確に検出してワイバモータ102の動作周期に応じた最適な速度制御を行うので、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周期温度等の動作条件の変動に対してもワイバモータ102の動作速度を一定に保つことができ、装置の安全性の向上を図ることができる。

【0055】なお、本実施形態の電源供給制御装置においては、ステータス信号STを生成するのにYASFET110の過小電流検出手段を用いたが、YASFET110をコンパレータCMP1の出力を端子15を介してYASFET110の外部に出力するように変形し、過電流検出機能を実現するFETQB、抵抗R1～R5、Rr1、ダイオードD1およびコンパレータCMP1により、ステータス信号STを生成することも可能である。この場合、コンパレータCMP1における基準値(判定値)は、負荷電流の最大値(図3では20

[A])よりも少し小さい電流値(17～18[A])が設定されることになる。

【0056】また、本実施形態においては、本発明の電源供給制御装置および電源供給制御方法を、車両におけるワイバモータの動作周期に基づいて、バッテリーからの電源を選択的にワイバモータに供給して、ワイバモータの動作速度を制御する装置に適用した実施の形態例について説明したが、本発明はこのような形態に限定されるものではなく、負荷の動作に周期性があり、電源から負荷への電力供給をPWM制御信号に応じてスイッチング制御する電源供給制御装置であればどのような形態であっても適用可能である。

【0057】

【発明の効果】上述のように、本発明の電源供給制御装置および電源供給制御方法によれば、負荷の動作周期を正確に検出して負荷の動作状態に応じて負荷への電力供給を制御できるので、モータの速度制御等を最適に行うことができる。また、例えば車両のワイバモータの動作速度を制御する場合には、ワイバの拭き取り抵抗や電源電圧の変動、並びに、周囲温度等の動作条件の変動に対し、ワイバモータの動作速度を一定に保つことができ、それにより安全性を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態に係る電源供給制御装置の構成図である。

【図2】実施形態の電源供給制御装置において使用するスイッチングデバイスの構成図である。

【図3】ワイバの動きとそれに伴うワイバモータの負荷電流およびステータス信号STの時間的経過を示す説明図である。

【図4】実施形態の電源供給制御装置における動作を示すフローチャートである。

【図5】従来例のワイバ駆動制御装置の構成図である。

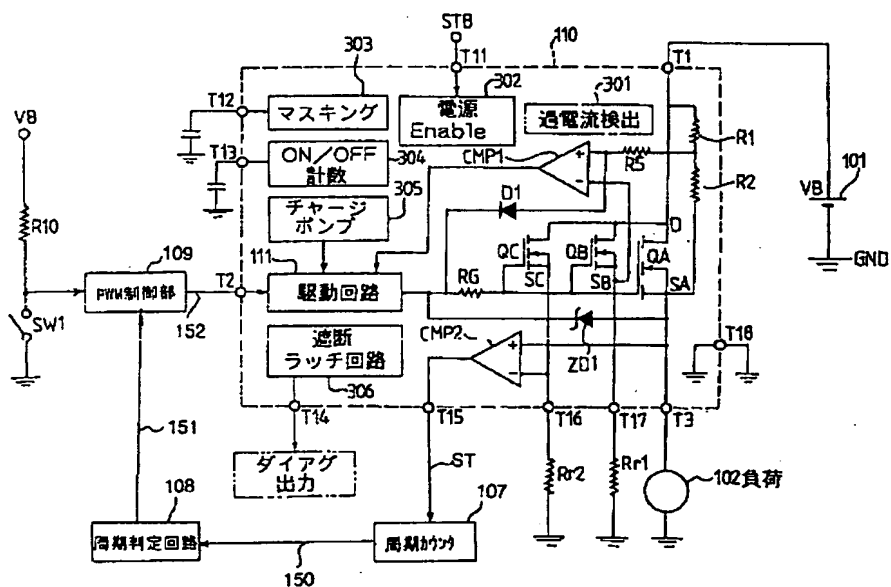
【符号の説明】

101	電源
102	負荷(ワイバモータ)
107	周期カウンタ
108	周期判定回路
109	PWM制御部
110	YASFET(チップ構成部分)
111	駆動回路
150	デジタル値
151	速度制御信号
152	PWM制御信号
301	過電流検出機能
302	電源イネーブル(電源Enable)
303	突入電流マスク回路(マスキング)
304	ON/OFF計数積算回路
305	チャージポンプ
306	遮断ラッチ回路

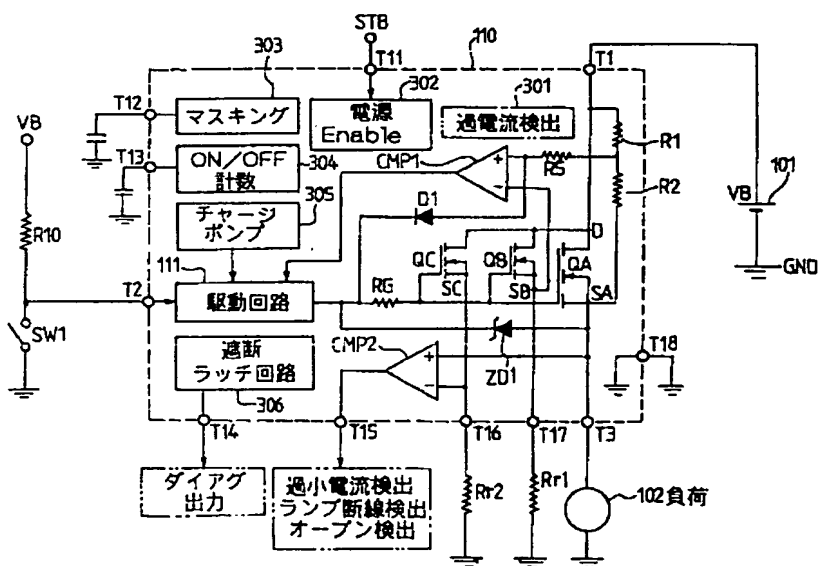
QA サーマルFET
QB, QC FET
RG 内部抵抗
R1~R10, Rr1, Rr2 抵抗
CMP1, CMP2 コンパレータ

ZD1 ツェナーダイオード
D1 ダイオード
SW1 スイッチ
VB 電源電圧
ST ステータス信号

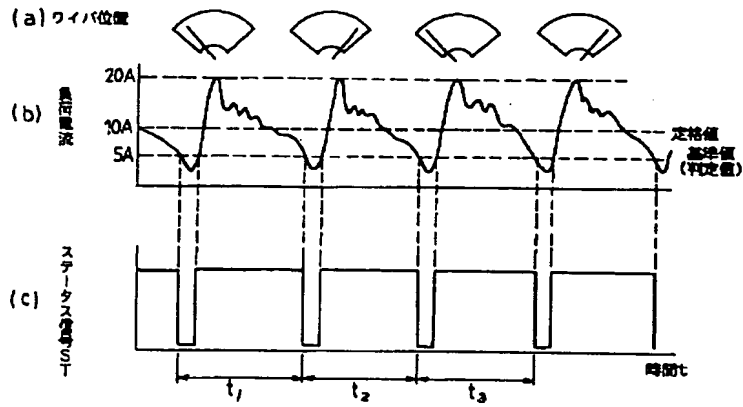
【図1】



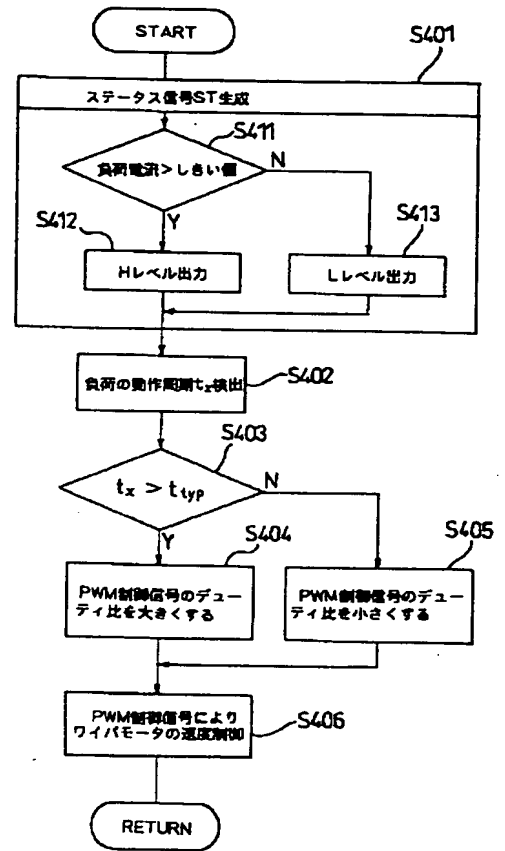
【図2】



【図3】



【図4】



【図5】

